

⑬ 日本国特許庁 (JP)
⑭ 公開特許公報 (A)

⑮ 特許出願公開

昭59-144364

⑯ Int. Cl.³
H 02 M 3/10
H 02 P 13/32

識別記号

庁内整理番号
6957-5H
6945-5H

⑰ 公開 昭和59年(1984)8月18日

発明の数 1
審査請求 未請求

(全 8 頁)

⑱ スイッチング電源装置

株式会社鎌倉製作所内

⑲ 特 願 昭58-18324

⑳ 出 願 人 三菱電機株式会社

㉑ 出 願 昭58(1983)2月7日

東京都千代田区丸の内2丁目2
番3号

㉒ 発 明 者 津屋直紀

㉓ 代 理 人 弁理士 葛野信一 外1名

鎌倉市上町屋325番地三菱電機

明 細 書

1. 発明の名称

スイッチング電源装置

2. 特許請求の範囲

入力電圧をオン、オフするスイッチと、前記スイッチによりオン、オフされた信号をLCフィルタで平滑して出力電圧を得るスイッチング電源回路と、前記スイッチング電源回路のLCフィルタ中のインダクタの電流を検出する電流検出回路と、前記スイッチング電源回路と、前記スイッチング電源回路の出力電圧を検出する電圧検出回路と、前記電流検出回路および電圧検出回路の出力を受け、前記スイッチのオン、オフ時間を制御するパルス巾変調回路とを備え、上記パルス巾変調回路の出力により前記スイッチング電源回路のスイッチを特徴とするスイッチング電源装置。

3. 発明の詳細な説明

この発明はスイッチング電源装置の改良に係り、出力電圧を一定にする制御系を、その安定性をより事なく広帯域化し、それによって出力インピー

ダンスを低減し、かつ特定の周波数で極大となるピークを生じないようにしたスイッチング電源装置を提供しようとするものである。

オ1図は従来の一般的なスイッチング電源装置の電圧安定化のための帰還制御系のブロック図を示すもので、図において、(1)は電圧検出回路、(2)は基準電圧、(3)は加算器、(4)は誤差電圧増幅器、(5)はパルス巾変調回路、(6)はスイッチ、(7)は平滑フィルタ、(8)は出力電圧、(9)は入力電圧、また、イは誤差信号、ロは制御信号、ハはオン、オフ信号、ニはスイッチ出力電圧、ホは帰還路である。

まず、オ1図に基づいて、一般的なスイッチング電源の電圧安定化の原理を説明する。ここでは説明の便宜上、スイッチ(6)の動作から順に述べる。スイッチ(6)はスイッチング・トランジスタ、トランスまたはインダクタ整流ダイオード等より構成されており、オン、オフ信号ハによってスイッチのオン、オフがなされ、入力電圧(9)およびスイッチ(6)の構成で決定されるスイッチ出力電圧ニを発生する。オン、オフ信号ハはデジタル信号であ

り、スイッチ出力電圧ニはパルス状の電圧であるため、これを平滑フィルタ(7)で平滑し、直流の出力電圧(8)を得る。

入力電圧(9)、あるいは出力電圧(8)に接続される負荷、あるいは環境温度による出力電圧(8)の変動を防止するため、出力電圧(8)を検出し、オン、オフ信号へに帰還をかける帰還制御系を構成する。帰還制御系の構成は次の通りである。

出力電圧(8)は電圧帰還路(1)を経て、電圧検出回路(1)に入力される。

電圧検出回路(1)は基準電圧(2)、加算器(3)、誤差電圧増巾器(4)からなり、出力電圧(8)は加算器(3)により基準電圧(2)との差である誤差信号となり、ついで誤差電圧増巾器(4)により増巾されて制御信号ロとなる。制御信号ロはパルス巾変調回路(5)に入り、ディジタルのオン、オフ信号へとなる。ここで出力電圧(8)の上昇に対して、オン、オフ信号へのオフを指示する時間の割合が長くなる様にすれば、出力電圧(8)は入力電圧(9)の変動、あるいは出力電圧(8)に接続される負荷の変動、あるいは環境

温度の変化による各要素の特性の変動によらず、ほぼ一定にする事ができる。その程度は帰還制御系を構成する要素の特性で決まる。

スイッチング電流の各要素は、ある定常動作状態からの微小変位を考えると、オ2図の周波数特性を有している。

オ2図において要素(4)は誤差電圧増巾器(4)の特性で、通常1次遅れ要素の特性であり、 K_1 は直流利得、 T_1 は時定数を表わす。

要素(5)はパルス巾変調回路(5)の特性で、制御信号ロをスイッチングのデューティ信号へに変換する。

ここでデューティ信号とは、オン、オフ信号へにおいて、オン指示時間をオン指示時間とオフ指示時間の和で割った値である。要素(6)はスイッチ(6)の特性で、入力電圧(9)の電圧 V_{in} と、トランスの昇圧比 N の積である。なお厳密には更にスイッチング周期程度の無効時間要素の積となるが、通常スイッチング周波数より低い周波数では無視できるのでここでは以下省略する。03は平滑インダクタ、04は平滑コンデンサでこれらはオ1図の平滑

フィルタ(7)を構成している。

スイッチング電源が必ず平滑インダクタ03と平滑コンデンサ04から成る平滑フィルタ(7)を有する事が、制御系設計の際の重要な制約条件となっている。以下従来の制御系の設計法、方式について述べる。

オ2図において、系の一巡伝達函数 $T(s)$ は

$$T(s) = \frac{K_1}{1+s \cdot T_1} \times K_2 \times N \cdot V_{in} \times \frac{1}{1+s^2 \cdot LC} \quad \dots\dots\dots (1)$$

と表わされる。ここで L は平滑インダクタ03のインダクタンス、 C は平滑コンデンサ04の容量である。一方、出力インピーダンス $Z(s)$ は、オ3図において出力電圧(8)の変動分と負荷電流09の変動分の比と定義され

$$Z(s) = \frac{Z_c // Z_L // R_L}{1 + T(s)} \quad \dots\dots\dots (2)$$

と表わされる。ここで Z_c は平滑コンデンサ04のインピーダンス、 Z_L は平滑インダクタ03のインピーダンス、 R_L は出力電圧(8)に接続される低抗

負荷09の抵抗値である。また、記号 $//$ はインピーダンスの並列接続を表わす。

出力インピーダンスは負荷電流09が変化した時に出力電圧(8)に生じる変動を示す指標であり、低くかつ周波数に依存性が少ない特性が好ましい。それゆえ電源の設計に於ては、一巡伝達函数 $T(s)$ を十分大きくして、出力インピーダンスを低減せねばならない。

ところで、以上の議論が成立する前提として、この帰還制御系は不安定なものであるとはならず、自動制御理論で導びかれている安定条件を満足していなければならない。

安定条件には数学的に等価ないくつかの方法が知られているが、ここでは説明の便宜上、簡ゆるボードの判定法に従って説明する。ボードの方法によれば、制御系の一巡伝達函数 $T(s)$ の絶対値が1となる時、位相が 180° を超えていない事が安定の条件である。一巡伝達函数 $T(s)$ の絶対値が1となる周波数をクロスオーバー周波数と称し、制御系の帯域巾(の上限)と一致する。またクロス

オーバー周波数における位相と 180° との差は位相余裕といい、安定度の目安となる指標の1つである。

前述の(1)式によれば、スイッチング電源の制御系の一巡伝達函数 $T(s)$ には必ずLCフィルタによる2次遅れ要素が含まれており、LCフィルタの共振周波数以上の周波数では $T(s)$ の位相遅れは原理的に 180° となり、例えば提案時の帯域が十分広く(T_1 が小さい)でも位相余裕がきわめて少なくなり実用に適さない。

そこで、従来より行なわれていた方法は、遅れ進み補償による方法で、才3図の系の前向き要素として遅れ進み要素を挿入していた。才4図に遅れ進み要素の構成例を示す。才4図において、1図は抵抗、2図、3図はコンデンサである。才5図には才4図に示す遅れ進み要素の周波数特性を示す。才5図(a)は両対数目盛で表わした利得特性図、才5図(b)は周波数のみ片対数目盛で表わした位相特性図である。なお以後、利得、位相については全てこの目盛で示すことにする。才5図の位相進み

部分、つまり才5図(b)で位相が 0° から -90° へ向う周波数域がLC平滑フィルタ(7)の共振周波数 f_x に一致する様に才4図の遅れ進み要素を設計して系内に挿入すると、一巡伝達函数 $T(s)$ は才6図(a)(b)の利得、位相特性となる。比較のため才6図(c)(d)には遅れ進み要素がない場合の $T(s)$ の利得、位相特性を示す。図中 f_x はLCの共振周波数、 f_o はクロスオーバー周波数を示す。才6図から明らかになる様に遅れ進み要素の効果により f_x から f_o での位相が 180° より進められ、位相余裕が生じて安定な系となった事が判る。この時の出力インピーダンスは前述の才(2)式より才7図の形状になる。

ところで、スイッチング電源の制御系のクロスオーバー周波数 f_o はいくらでも高くできるわけではない。クロスオーバー周波数がスイッチング周波数に近づくと、出力電圧に生じているスイッチング周波数成分のリップル電圧が制御系内に取込まれ、発振や乱調を生じ易くなる。遅延および経路によると、クロスオーバー周波数は一般にスイッチング周波数の数十分の一程度が実際の上

限であり、最も良好なもので $1/10 \sim 1/20$ 程度に近しか高くできない。また、一般的に平滑フィルタの共振周波数 f_x はクロスオーバー周波数 f_o の数分の1程度の事が多い。これは f_x を小さくするには大きい平滑インダクタ2図、平滑コンデンサ3図が必要になって寸法、重量、価格が増すためであり、逆に f_x を大きくしようとする、平滑コンデンサ則を小さくした場合に出力電圧8図のリップルが増え、また平滑インダクタ2図を小さくした場合にスイッチング素子の電流が増えるためである。

従って共振周波数 f_x での一巡伝達函数 $T(s)$ の値は共振によるピークを除いて数倍程度になる様に遅れ進み要素を設計せねばならない。このとき $T(s)$ の f_x より低周波側における特性は、遅れ進み要素の零点(零点は2つあるが、その高い周波数の方)まで 20 dB/decade の傾きで周波数とともに減少し、そこから遅れ進み要素のもう1つの零点までの間で利得は極小値をとる。

従って $T(s)$ の直流利得を高くして出力インピー

ダンスを低減しようとする場合には、遅れ進み要素の零点間における $T(s)$ の値を数倍程度にするために遅れ進み要素の極(極は2つあるが、その低い周波数の方)を低くする必要があつて、出力電圧の応答が遅くなる。

また、以上は制御系の各要素が不変の場合を述べたが、例えば入力電圧8図の値 V_{in} が変動する様な場合には、 $T(s)$ の利得が変わるので、最大の V_{in} に対して上述の設計を行わねばならないので、入力電圧 V_{in} が低下した場合に全体の一巡伝達函数 $T(s)$ の利得が低下する。この場合最も問題になるのが、出力インピーダンス特性であつて、元々遅れ進み要素の利得が極小となっている周波数域で $T(s)$ の利得は更に低下して1に近づき、場合によっては1より小さくなるために、出力インピーダンスを表わす才(2)式に於てその分母 $(1 + T(s))$ の絶対値に複雑に変化する極小値が生じ、出力インピーダンスにピーク状の極大値が生じる。

また極周波数が下ることから応答速度も遅くなる。

この様な一巡伝達函数 $T(s)$ と出力インピーダン

ス2 (8) の特性をそれぞれオ8 図(a), (b) に示す。

以上述べた様に従来行なわれてきた遅れ進み要素を用いる制御系の補償では出力インピーダンスの低減および応答速度の向上には限度があり、一般に応答は遅く、出力インピーダンスが動作条件によって変動し、特に極大値を生じやすい等の欠点があった。

なおクロスオーバー周波数 f_c より高い周波数における出力インピーダンスはほぼ平滑コンデンサ 40 のインピーダンス Z_c と一致し、制御系の構成とは直接関係しない。

この発明によるスイッチング電源装置は、前述の性能限界および欠点を除去したもので、その目的は遅れ進み要素補償を用いる事なくループゲインの安定条件を満足せしめ、出力インピーダンスを低減し、更に入力電圧変動の影響を抑圧して出力インピーダンスの極大値の除去、応答速度の向上を達成するものである。

以下、この発明を図面により詳述する。

オ9 図はこの発明の一実施例を示すものである

数 $G_1(s)$ と、インダクタ電流 i_L から出力電圧 (8) への伝達関数 $G_2(s)$ を求めると、それぞれ次の様になる。

$$G_1(s) = \frac{1}{R_2} \times \frac{1 + sCRL}{s^2LC + \frac{1}{RL} s + 1} \quad \dots\dots (3)$$

$$G_2(s) = RL \times \frac{1}{1 + sCRL} \quad \dots\dots (4)$$

$G_1(s)$, $G_2(s)$ の周波数特性をオ12 図、オ13 図に示す。

オ10 図の電流帰還路 β で形成されるマイナー・ループの一巡伝達関数 $T_M(s)$ は

$$T_M(s) = K_2 \times K_3 \times (N \cdot V_{in}) \times G_1(s)$$

と表わされ、オ12 図の $G_1(s)$ の形状からこのマイナー・ループは 90° の位相余裕を持って安定である。また、マイナー・ループ全体の閉ループ伝達関数 $G_M(s)$ は

$$G_M(s) = \frac{K_2 \times (N \cdot V_{in}) \times G_1(s)}{1 + T_M(s)} \quad \dots\dots (5)$$

となる。 $G_M(s)$ の周波数特性をオ14 図(a) に示す。

オ9 図において(1)~(6), (8)~(9), (13)~(14) はオ1 図と同じ、即ち電流検出回路である。オ9 図に示すスイッチング電源の各要素の周波数特性はオ10 図となる。オ10 図において(8), (10)~(16) はオ2 図およびオ3 図と同じ、(12) は電流検出回路 (10) の特性、(11) は平滑インダクタ (13) の電流、(14) は電流帰還路である。

この方式においては、オ2 図に示した従来の方式の様に出力電圧 (8) の帰還回路を構成すると同時に、平滑インダクタ (13) の電流 i_L を電流検出回路 (10) で検出し、電流帰還路 β を介してオン・オフ信号へに帰還する局所的な帰還ループ (マイナー・ループ) を構成して、LC フィルタにて生じている 180° の位相遅れを補償し、制御系の広帯域、高利得化を達成し、低くかつ極大値の生じない出力インピーダンス特性と速い応答速度を得ようというものである。

この原理を説明するために、オ10 図から LC フィルタ部分のみを抜出したオ11 図において、スイッチ出力電圧 v_o からインダクタ電流 i_L への伝達関

マイナー・ループの効果により、 $G_1(s)$ がクロスオーバー周波数 f_c の上まで平坦な特性となり、位相遅れは 0° となる。この平坦部の利得 G_M は前述のオ(5)式で $T_M(s) \gg 1$ と近似する事により

$$G_M \approx \frac{K_2 \cdot N \cdot V_{in} \cdot G_1(s)}{K_3 \cdot K_2 \cdot N \cdot V_{in} \cdot G_1(s)} = \frac{1}{K_3} \quad \dots\dots (6)$$

である。従って K_3 は、丁度クロスオーバー周波数でループ全体のループゲインがクロスオーバーする値に設計せねばならない。もしその時 $T_M(s) \gg 1$ が達成できない場合には、マイナー・ループの前向き要素 (たとえば K_2) の利得を高くする必要がある。なおいずれにしても、帰還路 β には直流分を阻止するフィルタを含めた方が、出力電圧 (8) の直流安定度が優れている。このようにした時の $G_M(s)$ の形状をオ14 図(b) に示す。 f_p は直流阻止フィルタの遮断周波数である。

この場合、ループ全体の一巡伝達関数 $T'(s)$ は

$$T'(s) = \frac{K_1}{1 + s \cdot T_1} \cdot G_M(s) \cdot G_2(s) \quad \dots\dots (7)$$

と表わされる。 $T'(s)$ の周波数特性をオ15 図に示す。

す。才15図(a)は利得、(b)は位相を示す。この系は十分な位相余裕を有しており安定である。つまり、元来才1図においてLC平滑フィルタ(7)は、各々が一次遅れである $G_1(s)$ と $G_2(s)$ の積であり、合計すれば位相遅れが 180° ある二次遅れ要素となつて、そのまま帰還しては不安定になっていたが、この発明で実施した如く、マイナー・ループを設ける事によって $G_1(s)$ をクロスオーバー周波数 f_c 以上まで平坦な特性である $G_M(s)$ に変形して位相遅れを0にする事により、全系の位相遅れが $G_2(s)$ による 90° のみとなつて安定な系となる。

才16図(c)(d)には比較のため、従来の遅れ進み補償を用いた場合のT(s)の利得、位相特性を示すが、この発明の方式の方が高利得であり、応答も速い。

次に才10図において出力インピーダンス $Z'(s)$ を求めると、次式となる。

$$Z'(s) = \frac{Z_c // R_L // Z}{1 + T(s)} \quad \text{..... (9) (フィルタの遮断周}$$

波数 f_f 以下の周波数)

(15)

応答を速めるとともに、全周波数にわたって低い出力インピーダンスを達成できるので、スイッチング電源の性能向上と用途の拡大に効果がある。

4. 図面の簡単な説明

才1図は従来の一般的なスイッチング電源装置のブロック図、才2図は各要素の周波数特性を示すブロック図、才3図は出力インピーダンスの周波数特性を導びくためのブロック図、才4図は遅れ進み要素を示す回路図、才5図は遅れ進み要素の周波数特性を示す概略図、才6図～才8図は従来の方式の周波数特性とその効果を示す概略図、才9図はこの発明のスイッチング電源装置のブロック図、才10図は各要素の周波数特性を示すブロック図、才11図はLCフィルタを説明する回路図、才12図～才13図はLCフィルタの周波数特性を示す概略図、才14図～才16図はこの発明の効果を説明するための概略図である。

図中(1)は電圧検出回路、(2)は基準電圧、(3)は加算器、(4)は誤差電圧増巾器、(5)はパルス巾変調回路、(6)はスイッチ、(7)は平滑フィルタ、(8)は出力

$$Z(s) = \frac{Z_c // R_L}{1 + T(s)} \quad \text{..... (9) (フィルタの遮断周波}$$

数 f_f 以上の周波数)マイナー・ループのフィルタの遮断周波数以下では、マイナー・ループなしの場合と同じとなる。才16図(a)に出力インピーダンス $Z'(s)$ の周波数特性を示す。比較のため才16図(b)に従来の遅れ進み補償を用いた場合の出力インピーダンス特性を示すが、この発明の方が低インピーダンスを達成できる。

更に、この発明においては、マイナー・ループの中に入力電圧 V_{in} が含まれている事から、 V_{in} の変動の影響はマイナー・ループの効果によって、マイナー・ループの閉ループ伝達函数 $G_M(s)$ に現われない。それ故入力電圧 V_{in} に依存して変動する事のない安定したクロスオーバー特性が得られ、帯域を最大限に拡大する事ができる。また出力インピーダンスも安定であり、従来の硬なビーク特性を生じない。

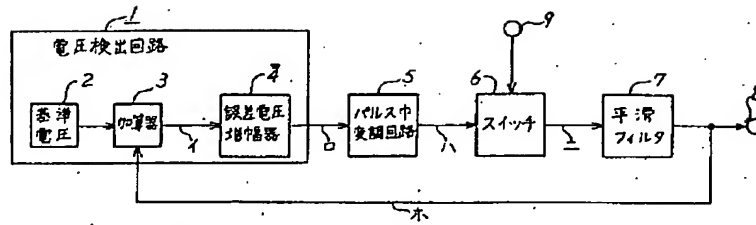
この発明は以上の硬にスイッチング電源の制御系の帯域を拡大し、利得を高め、また入力変動の影響を抑圧する事によって、スイッチング電源の

電圧、(9)は入力電圧、(10)は誤差電圧増巾器(4)の周波数特性、(11)はパルス巾変調回路(5)の周波数特性、(12)はスイッチ(6)の周波数特性、(13)は平滑インダクタ、(14)は平滑コンデンサ、(15)は負荷電流、(16)は抵抗負荷、(17)(18)は抵抗、(19)(20)はコンデンサ、(21)は電流検出回路、(22)は電流検出回路(21)の周波数特性である。

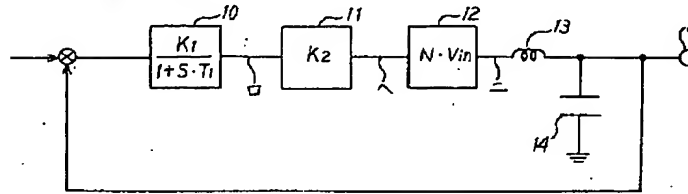
なお、図中同一あるいは相当部分には同一符号を付して示してある。

代理人 基 野 信 一

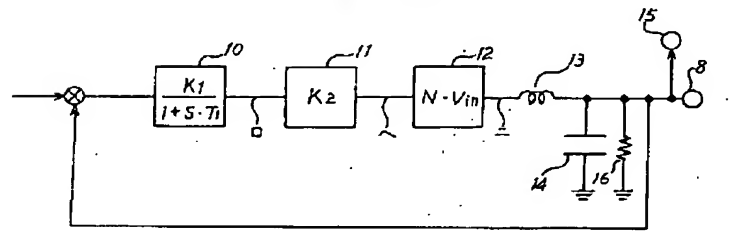
第 1 図



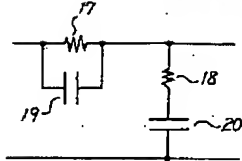
第 2 図



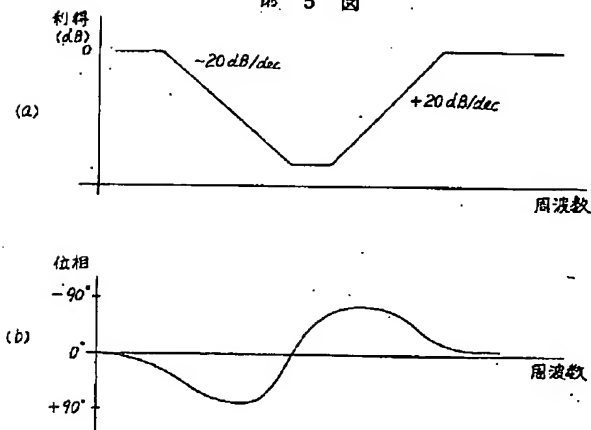
第 3 図



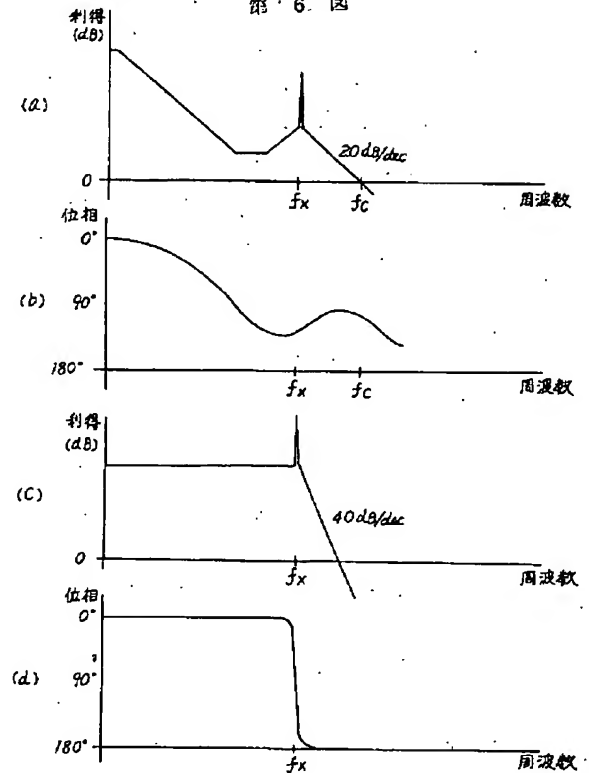
第 4 図



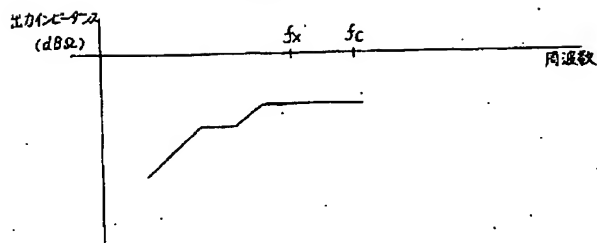
第 5 図



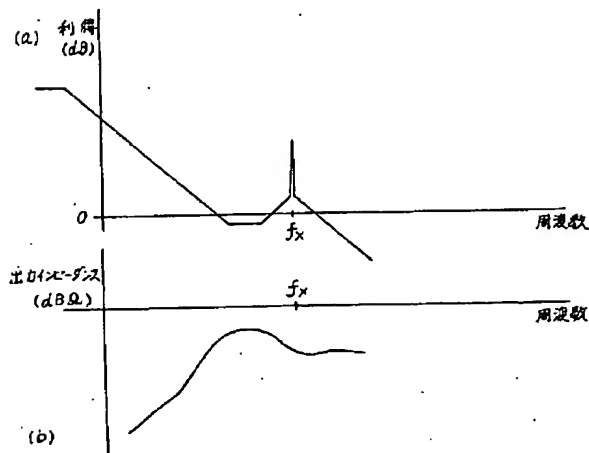
第 6 図



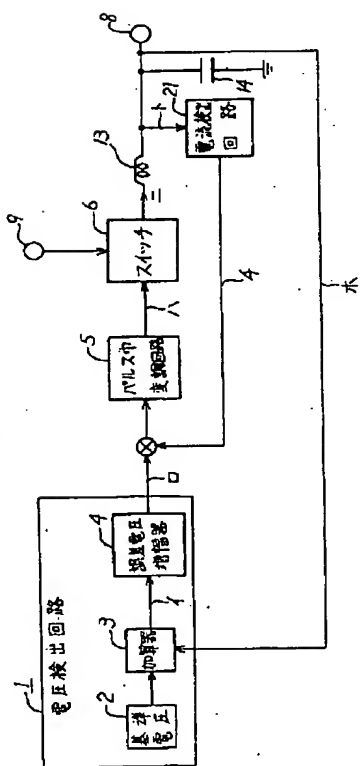
第 7 図



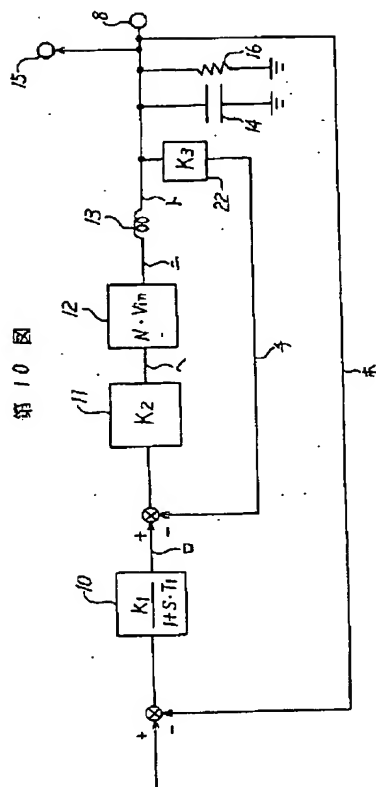
第 8 図



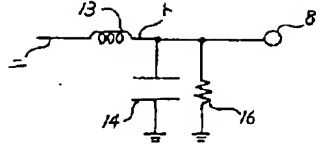
第 9 図



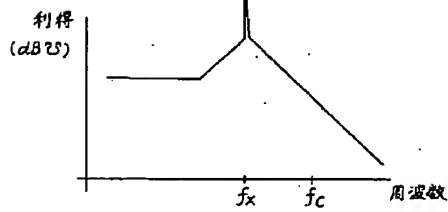
第 10 図



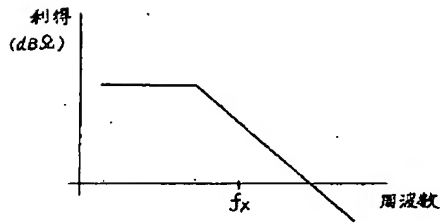
第 11 図



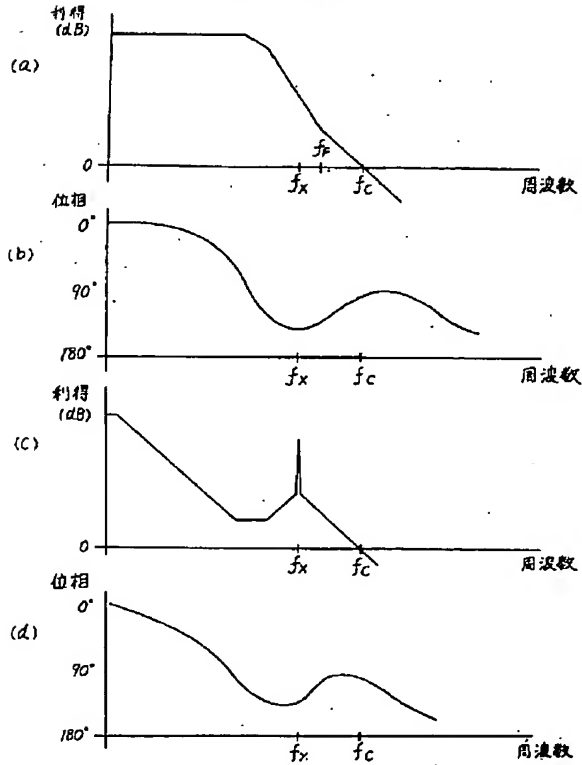
第 12 図



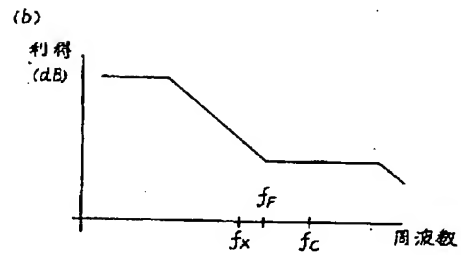
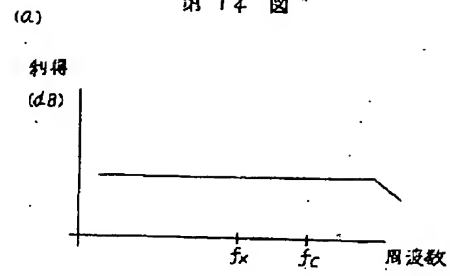
第 13 図



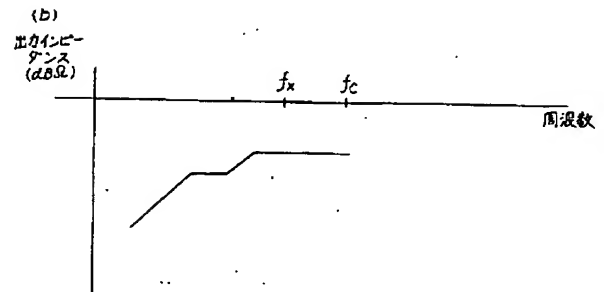
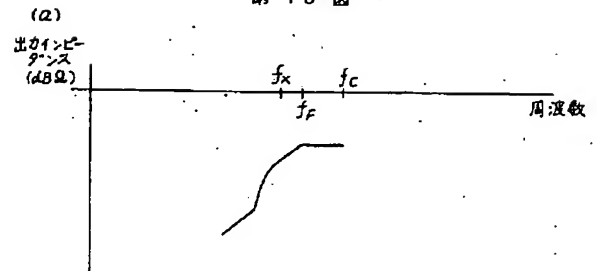
第 15 図



第 14 図



第 16 図



昭 62. 7. 20 発行

手 続 補 正 書

昭和 62 年 3 月 9 日

特許法第 17 条の 2 の規定による補正の掲載

昭和 58 年特許願第 18324 号(特開 昭 59-144364 号, 昭和 59 年 8 月 18 日 発行 公開特許公報 59-1444 号掲載)については特許法第 17 条の 2 の規定による補正があったので下記のとおり掲載する。 1 (1)

Int. Cl. 4	識別記号	庁内整理番号
H02M 3/155		D-7829-5H

特許庁長官殿

1. 事件の表示 特願昭 58-18324 号



2. 発明の名称

スイッチング電源装置

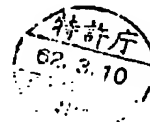
3. 補正をする者

事件との関係 特許出願人
住 所 東京都千代田区丸の内二丁目 2 番 3 号
名 称 (601) 三菱電機株式会社
代表者 志 岐 守 哉

4. 代 理 人

住 所 東京都千代田区丸の内二丁目 2 番 3 号
三菱電機株式会社内
氏 名 (7375) 弁護士 大 岩 増 雄
(連絡先 03(213)3421 特許部)

方 式
番 査



5. 補正の対象

明細書の特許請求の範囲の概

6. 補正の内容

明細書の特許請求の範囲を別紙のとおり補正する。

以上

特許請求の範囲

入力電圧をオン、オフするスイッチと、前記スイッチによりオン、オフされた信号を Lo フィルタで平滑して出力電圧を得るスイッチング電源回路と、前記スイッチング電源回路の Lo フィルタ中のインダクタの電流を検出する電流検出回路と、前記スイッチング電源回路と、前記スイッチング電源回路の出力電圧を検出する電圧検出回路と、前記電流検出回路および電圧検出回路の出力を受け、前記スイッチのオン、オフ時間を制御するパルス巾変調回路とを備え、上記パルス巾変調回路の出力により前記スイッチング電源回路のスイッチを特徴とするスイッチング電源装置。

PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number : 59-144364

(43)Date of publication of application : 18.08.1984

(51)Int.Cl.

H02M 3/10

H02P 13/32

(21)Application number : 58-018324

(71)Applicant : MITSUBISHI ELECTRIC CORP

(22)Date of filing : 07.02.1983

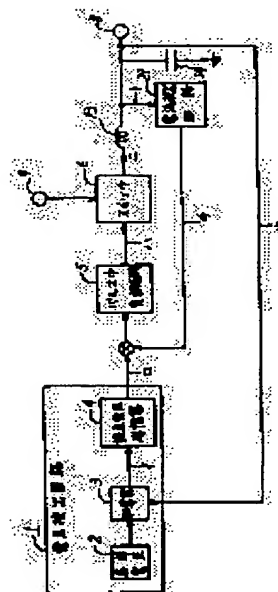
(72)Inventor : TSUYA NAOKI

(54) SWITCHING POWER SOURCE

(57)Abstract:

PURPOSE: To improve the responding speed by controlling a pulse width modulator by the output of a current detector without using a delay/advance element compensation, thereby increasing the band of a control system.

CONSTITUTION: A switching power source turns ON and OFF an input voltage 9 by a switch 6, and outputs and output voltage 8 stabilized through smoothing filters 13, 14. In a feedback control system of this device, the voltage 8 is inputted to a voltage detector 1 having a reference voltage 2, an adder 3 and an error voltage amplifier 4, thereby controlling the ON/OFF time of a pulse width modulator 5 for stabilizing the voltage. A current (g) of a smoothing inductor 13 is further detected by a current detector 21 in addition to the above feedback, and a loop for feeding back to the modulator 5 through a feedback path (h) is provided. In this manner, the phase delay of 180° produced at LC filters 13, 14 is compensated, thereby performing the widening of the control system.



LEGAL STATUS

[Date of request for examination]

[Date of sending the examiner's decision of rejection]

[Kind of final disposal of application other than the examiner's decision of rejection or application converted registration]

[Date of final disposal for application]

[Patent number]

[Date of registration]

[Number of appeal against examiner's decision of rejection]

[Date of requesting appeal against examiner's decision of rejection]

[Date of extinction of right]

Copyright (C); 1998,2003 Japan Patent Office